



Modèle à base de réseau de réluctances pour machine synchrone : prise en compte du déplacement

Christian Chillet, Marylin Fassenet, Guilherme Bueno Mariani, Lauric Garbuio, Nicolas Voyer, Abdelhadi Besri

► To cite this version:

Christian Chillet, Marylin Fassenet, Guilherme Bueno Mariani, Lauric Garbuio, Nicolas Voyer, et al..
Modèle à base de réseau de réluctances pour machine synchrone : prise en compte du déplacement.
Symposium de Genie Electrique, Jun 2016, Grenoble, France. hal-01361597

HAL Id: hal-01361597

<https://hal.science/hal-01361597>

Submitted on 7 Sep 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Modèle à base de réseau de ré reluctances pour machine synchrone : prise en compte du déplacement

G. Bueno Mariani¹, A. Besri¹, N. Voyer¹, C. Chillet², M. Fassenet², L. Garbuio²

¹ Mitsubishi Electric R&D Center Europe, Rennes France

² Univ. Grenoble Alpes, G2Elab, F-38000 Grenoble, France

CNRS, G2Elab, F-38000 Grenoble, France

RESUME – Les réseaux de reluctances sont dorénavant largement utilisés dans la modélisation de machines électriques. Si dans de nombreux cas une étude statique suffit, d'autres cas requièrent une prise en compte du mouvement. Celle-ci est indispensable lorsque les ondulations de couple doivent être estimées. Cet article propose une méthodologie de prise en compte du mouvement dont les résultats sont validés sur l'allure du couple.

Mots-clés—modèle ré luctant, machine synchrone à ré luctance, rotation, ondulation de couple.

1. INTRODUCTION

Les travaux présentés ici s'inscrivent dans une démarche de pré-dimensionnement rapide des machines synchrones à ré luctance. Le but ici est d'obtenir un modèle qui soit à la fois précis pour rendre compte des ondulations de couple et rapide pour pouvoir être inséré dans un logiciel de type « circuit ». La modélisation précise de l'entrefer et la prise en compte du mouvement sont deux points clés indispensables à la prédiction de ces ondulations de couple.

Dans une première partie, nous présenterons succinctement la machine étudiée, son bobinage et le réseau ré luctant établi pour le stator et pour le rotor.

Deux solutions ont été envisagées pour modéliser la ré luctance d'entrefer. La première consiste en un modèle figé à une géométrie de machine en utilisant une série de Fourier. Une généralisation, grâce à une formulation de type Fermi Dirac, est ensuite envisagée pour rendre le modèle utilisable pour toutes dimensions. Des vérifications et des validations sont faites à chaque étape par comparaison avec la méthode des éléments finis. Cette étude permet de connaître l'expression de la ré luctance d'entrefer paramétrée en fonction de la position du rotor.

La partie 4 aborde la prise en compte du mouvement en analysant les connexions entre dents statoriques et zones rotor. Enfin dans le cinquième et dernier paragraphe, le modèle global de la machine est utilisé pour calculer l'allure du couple de notre machine.

2. MODELE RELUCTANT DU STATOR ET DU ROTOR

L'étude a été réalisée sur une machine synchrone à ré luctance avec barrières de flux. La machine possède 48 dents au stator et un bobinage à double couche. La géométrie de la machine synchrone étudiée est présentée en figure 1.

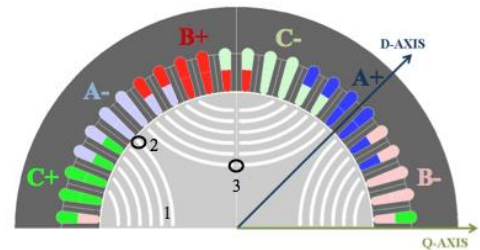


fig 1 : Coupe de la machine synchrone à ré luctance

Chaque partie du circuit magnétique est représentée sous la forme d'une ou plusieurs ré luctances orientées dans le sens principal du flux (figure 2). Les trajets principaux du flux dans l'air sont aussi pris en compte et font apparaître d'autres ré luctances dans le modèle. La description complète de ce modèle non linéaire est décrite dans les références [1] et [2].

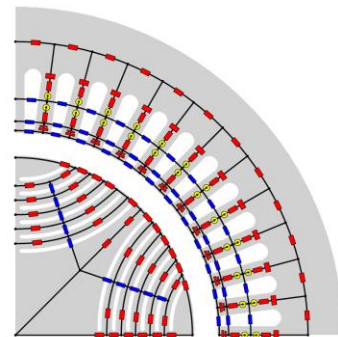


fig 2 : Modèle ré luctant du rotor et du stator

3. MODELISATION ENTREFER

3.1. Introduction et problématique

Le modèle de l'entrefer est la partie la plus délicate à mettre en œuvre. C'est en effet le lieu de la transformation de l'énergie mécanique en électrique. Si une erreur est faite à ce niveau elle va se propager sur tout le modèle et notamment sur le calcul de couple. Ce modèle doit impérativement prendre en compte le mouvement et la ré luctance d'entrefer doit donc dépendre de la position relative du rotor et du stator.

Les circuits magnétiques équivalents sont utilisés depuis des années comme outil dans la conception des moteurs électriques. Ostovic a proposé une méthode qui sert de base à de nombreuses études [3]. Ces modèles à réseau de réluctances font l'objet de nombreuses publications et ce pour de diverses topologies : on peut par exemple citer la modélisation d'un actionneur linéaire [4], d'une machine synchrone [5] ... La plupart de ces modélisations sont réalisées en statique. La prise en compte du mouvement est beaucoup plus récente même si certains auteurs abordent cet aspect dès 1995 [6]. Certaines études, après avoir modélisé la partie fixe et la partie mobile, les relient par l'intermédiaire d'une sorte de bande de glissement similaire à celle que peuvent utiliser les logiciels de simulation numérique [7][8]. La finesse du modèle est dans ce cas directement liée au « maillage » réalisé et donc au nombre de réluctances d'entrefer nécessaires à une précision acceptable. [9]-[13] prennent en compte le mouvement en proposant plusieurs schémas réluctants qui dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Le nombre de réluctances d'entrefer n'est pas nécessairement constant d'un schéma à l'autre. Actuellement l'ensemble de ces modèles calculent les flux à chaque pas de temps et peuvent être qualifiés de modèles multi statiques.

En préambule à notre étude, nous avons recherché la valeur de la réluctance globale d'entrefer entre une dent et la surface du rotor en utilisant plusieurs réluctances en parallèle comme montré en figure 3. Dans ce modèle appelé par la suite modèle global, les réluctances dépendent des dimensions de la machine.

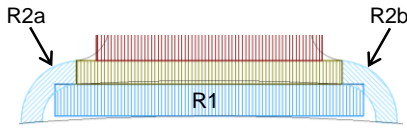


fig 3 : Réluctances d'entrefer pour une position fixe

En utilisant cette première méthode, la réluctance globale d'entrefer vaut 158048 H^{-1} .

Nous allons, dans cet article, chercher une loi qui puisse définir la réluctance entre une dent et cette fois, une fraction de la surface du rotor. Cette loi devra s'appuyer sur les dimensions géométriques de la machine et la position relative du rotor par rapport au stator.

3.2. Approche par éléments finis :

Afin d'établir ce modèle réluctant d'entrefer, la première étape est de visualiser l'interaction entre une dent du stator et le rotor. Une simulation par éléments finis a été utilisée avec un matériau infiniment perméable au stator et au rotor afin d'observer exclusivement les effets dans l'entrefer. Deux sources de courant ponctuelles et unitaires sont placées sur une dent du stator. La figure 4 illustre une dent alimentée et magnétisée ainsi que les lignes de flux produites par les sources unitaires S1 et S2.

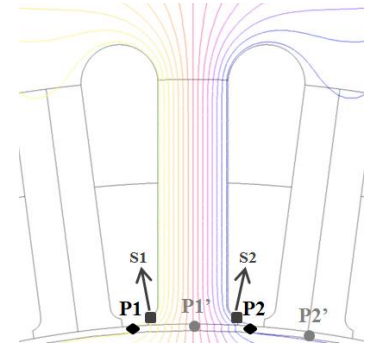


fig 4 : Etude EF des échanges dans l'entrefer

Cette simulation éléments finis permet le tracé du potentiel vecteur magnétique à la périphérie du rotor en fonction de l'angle, comme illustré sur la figure 5. **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**

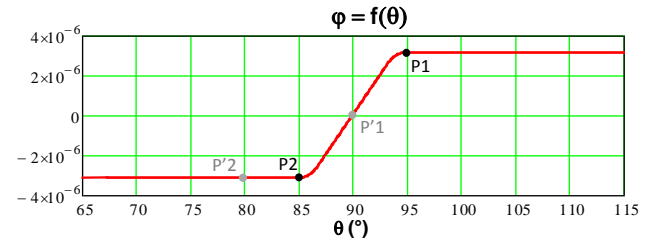


fig 5 : Evolution du potentiel vecteur à la surface du rotor en fonction de l'angle mécanique

Le flux global qui sort de la dent s'exprime tout simplement par la différence des valeurs de potentiel des 2 asymptotes horizontales. La réluctance d'entrefer correspondante vaut alors 158127 H^{-1} . On retrouve bien la réluctance globale calculée précédemment avec une différence de 0.1%.

Deux points P1 et P2 sont placés à la surface du rotor définissant ainsi une zone équipotentielle d'échange avec la dent. En supposant que cette zone se déplace angulairement d'un angle θ , la réluctance entre cette zone et la dent alimentée est déterminée par le flux magnétique à travers cette surface selon la relation :

$$\mathcal{R}(\theta) = \frac{N.I}{\phi(\theta_{P1} + \theta) - \phi(\theta_{P2} + \theta)} \quad (\text{eq 1})$$

La figure 6 montre l'allure du flux entre ces deux points. La réluctance peut ainsi être calculée pour chaque position du rotor.

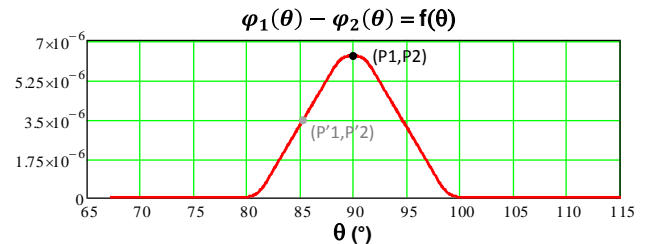


fig 6 : Allure du flux entre deux points en fonction de θ

La courbe de la figure 6 donne un aperçu de la zone d'interaction entre la dent et la zone rotor. En effet, dès que la différence de flux est nulle, la réluctance sera infinie et nous pourrions donc considérer que l'interaction est négligeable.

La courbe de flux est maintenant déterminée grâce à la simulation par éléments finis. Elle doit pouvoir être décrite par

une formule analytique afin de l'intégrer dans un modèle plus global. Dans un premier temps nous avons choisi d'utiliser une série de Fourier pour représenter cette courbe. Une seconde étude montrera une approche par une formule inspirée de celle de l'intégrale de Fermi-Dirac.

L'ensemble de l'étude exploite le fait que :

- le stator est régulier : les N_s dents stator sont rigoureusement identiques et le pas dentaire stator est constant,
- le rotor est lisse c'est-à-dire qu'on ne tient pas compte de la présence des barrières de flux.

La périphérie du rotor est fragmentée en Z_r zones de potentiel magnétique uniforme, chacune étant caractérisée par sa surface en regard du stator. La figure 7 représente cette modélisation du rotor dans le cas d'une fragmentation en 4 zones pour une demi-machine. Le motif n'est pas nécessairement répétitif et chaque zone peut posséder sa propre surface.

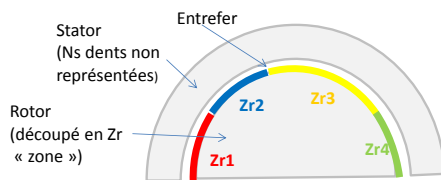


fig 7 : Discrétisation du rotor en zones à potentiel magnétique uniforme

3.3. Modèle figé (par série de Fourier)

La courbe de flux de la figure 5 peut être représentée sous forme d'une série de Fourier. Il suffit préalablement de la rendre périodique, comme sur la figure 8. La série définie possède 50 harmoniques, permettant de rendre l'erreur entre les deux courbes acceptable sans trop augmenter le temps de calcul.

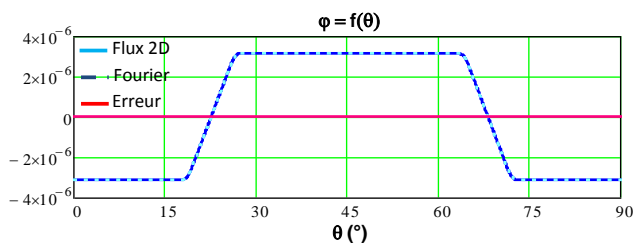


fig 8 : Evolution du flux par série de Fourier

L'erreur entre les deux courbes est de l'ordre de 10^{-8} , la série est donc considérée comme validée. Cette courbe de flux est valable pour une rotation du rotor d'un pas dentaire maximum. Une fois cette valeur dépassée, il faudra effectuer une permutation des sources (point abordé plus loin dans le paragraphe 4).

Il s'agit ensuite de valider ce modèle. Pour cela, le rotor est découpé en zones, délimitées par les barrières de flux. Chaque dent du stator est connectée par l'intermédiaire de réductances aux zones rotor avec lesquelles il a une interaction. Dans notre exemple, quatre réductances sont suffisantes pour modéliser cette interaction compte tenu d'un déplacement possible du rotor sur un pas dentaire statorique (cf paragraphe 4). La figure 9 montre les 4 réductances dont les expressions dépendent de la position angulaire θ et sont évaluées à partir de la fonction de potentiel utilisant la série de Fourier. La réductance $R_{\text{globale05}}$

qui sert de test est calculée pour chaque valeur de θ par la mise en parallèle de ces quatre réductances.

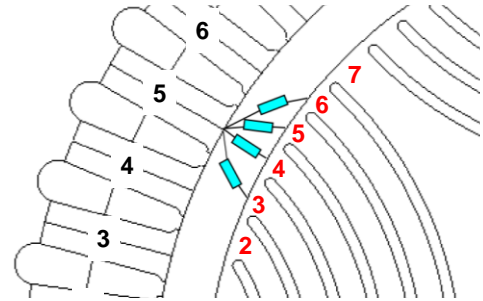


fig 9 : Interaction entre la dent 5 et les zones rotor

La figure 10 compare les résultats obtenus grâce à la série de Fourier ($R_{\text{globale05}}$ pour la dent 5) et les deux valeurs de référence (la réductance issue de la simulation éléments finis et celle obtenue par calcul grâce au premier modèle). Les valeurs de réductances ont été calculées pour une variation d'angle de 0° jusqu'à $7,5^\circ$, valeur d'un pas dentaire, qui est aussi la limite avant rotation des sources.

La valeur de $R_{\text{globale05}}$ évolue avec l'angle autour de la valeur de référence (Flux2D). Ces variations sont dues au nombre limité d'harmoniques de la série de Fourier. En augmentant ce nombre, l'amplitude de ces ondulations serait diminuée pour tendre vers la réductance calculée par Flux2D. Le résultat reste tout de même très proche de la valeur théorique calculée par la simulation éléments finis.

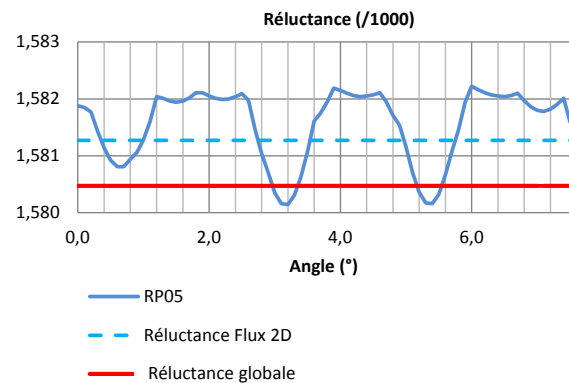


fig 10 : Réductance globale d'entrefer de la dent 5

La modélisation du flux par série de Fourier arrive à un résultat très satisfaisant. L'avantage de ce modèle est d'être au plus « juste » par rapport à la simulation numérique puisque cette dernière sert de référence pour établir l'expression de la série de Fourier.

Néanmoins cette formulation présente un certain nombre d'inconvénients parmi lesquels :

- l'apparition d'ondulations au niveau de la réductance d'une dent stator, qui, bien qu'elles n'aient pas une grande amplitude, vont perturber l'allure du couple,
- la nécessité de prendre en compte un grand nombre d'harmoniques (50 ici) compliquant ainsi le codage de la série de Fourier et augmentant considérablement le temps de calcul du modèle global (notamment par la multiplication du nombre de dérivées à effectuer),
- le caractère non générique de cette modélisation. En effet les coefficients de la série de Fourier sont des valeurs numériques constantes et ne sont valables que

pour les dimensions de cette machine. Cette méthode, non paramétrée, ne peut donc pas être intégrée dans un processus d'optimisation pour lequel les dimensions de la machine varieraient.

Ces dernières remarques nous ont poussés à chercher une autre modélisation qui vienne pallier les défauts de la modélisation par série de Fourier.

3.4. Modèle général (par formulation de Fermi Dirac)

Une étude a donc été lancée afin de trouver une formulation analytique liée aux dimensions du moteur et capable de représenter les échanges dans l'entrefer entre une dent du stator et une zone quelconque du rotor.

L'idée maîtresse est de conserver la méthode de définition des réluctances qui s'appuie sur la courbe du potentiel dans l'entrefer. Le problème consiste alors à trouver comment relier cette courbe caractéristique aux paramètres géométriques de la machine. La formulation qui semble la plus adaptée est l'intégrale de la formule de Fermi-Dirac. Cette expression s'écrit :

$$\varphi(\theta) = A \cdot \left(\theta + \frac{1}{\beta} \cdot \ln \left(\frac{1 + e^{-\beta \cdot \theta_c}}{1 + e^{\beta(\theta - \theta_c)}} \right) \right) \quad (\text{eq 2})$$

La courbe associée à cette formule est tracée sur la figure 11. Il est très clair que l'allure de cette courbe est très proche de la courbe du potentiel dans l'entrefer d'un moteur avec un rotor lisse. Cette expression est relativement simple et ne présente que trois paramètres A, β et θ_c à identifier et à exprimer en fonction des dimensions du moteur.

La figure 11 montre l'influence des paramètres A, β et θ_c sur la courbe. Le paramètre A est lié à la pente de la partie linéairement croissante du flux, θ_c fixe l'abscisse du point de croisement des tangentes, $A \cdot \theta_c$ fixe la valeur de l'asymptote horizontale, β règle l'arrondi du coude.

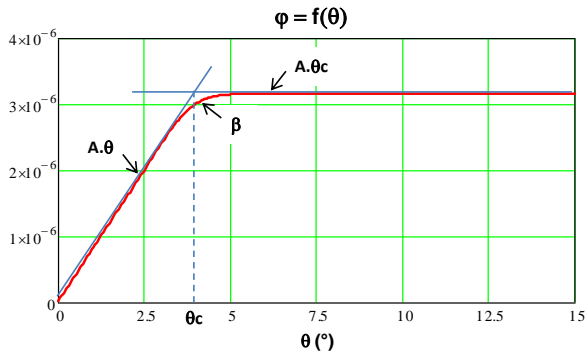


fig 11 : Allure de la formule de Fermi Dirac

Une fois que les paramètres sont identifiés, il faut être capable de les lier à la géométrie du moteur.

La pente est définie par A, ce paramètre A est directement lié à la partie linéaire de l'évolution du flux qui passe dans l'entrefer sous la dent. On peut donc écrire avec une FMM égale à 1 :

$$A \cdot \theta = \frac{FMM}{R(\theta)} = \frac{\mu_0 \cdot S(\theta)}{g} \quad (\text{eq 3})$$

$$A = \frac{\mu_0 \cdot LM}{g} \cdot (RR + g/2) \quad (\text{eq 4})$$

Où LM représente la profondeur du moteur, RR le rayon du rotor et g l'épaisseur de l'entrefer.

Ensuite il est possible de déterminer la valeur maximale de flux obtenue sous la dent en utilisant le modèle des trois réluctances employé dans le modèle global initial (paragraphe 3.1). Les résultats étaient suffisamment proches des valeurs obtenues sur la simulation EF.

Dans ce cas :

$$\varphi_{max} = A \cdot \theta_c = \frac{1}{2 \cdot (R1 // R2a // R2b)} \quad (\text{eq 5})$$

La valeur de θ_c se déduit directement :

$$\theta_c = \frac{1}{2 \cdot A \cdot (R1 // R2a // R2b)} \quad (\text{eq 6})$$

Il ne reste qu'à paramétrer le coude β dans la formule. Il est aussi évident que la courbure est liée au gradient de dispersion du flux sur les côtés de la dent, donc probablement en lien étroit avec la réluctance R2.

Par une démarche totalement empirique, la formule la plus adaptée que nous ayons trouvée pour calculer β est la suivante :

$$\frac{A}{\beta} = \frac{1}{R2} \rightarrow \beta = A \cdot R2 \quad (\text{eq 7})$$

L'équation 2 est à présent complètement paramétrée puisque les coefficients A, β et θ_c ont été identifiés et exprimés en fonction des dimensions de la machine.

Par la même méthode que précédemment, cette formulation a été validée en considérant les échanges entre la dent 5 et les zones rotor en regard (figure 9). La figure 12 compare les valeurs de références (modèle statique à réluctance fixe et réluctance Flux2D) à la valeur de la réluctance Rglobe05.

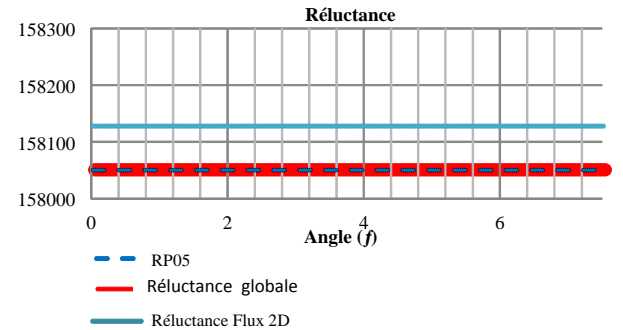


fig 12 : Réluctance globale d'entrefer de la dent 5

La courbe de Rglobe05 est maintenant confondue avec la valeur issue du modèle global (à 3 réluctances). L'entrefer est par conséquent convenablement modélisé, validant ainsi la modélisation par formulation de Fermi-Dirac. Les ondulations sur la valeur de la réluctance RP05 ont complètement disparu ce qui confirme que les harmoniques de la série de Fourier en étaient responsables.

Ce modèle a été approuvé en le testant sur trois moteurs de même topologie à rotor lisse mais dont les dimensions diffèrent. Nous ne présenterons les résultats que d'un moteur, l'étude plus large pourra être consultée en [2]. Ce moteur de test possède 8 encoches, une épaisseur d'entrefer g de 1 mm, une ouverture d'encoche Be de 10 mm et un rotor lisse dont le rayon externe vaut 40mm. Les allures du potentiel magnétique à la surface du rotor ont été comparées en faisant varier :

- l'épaisseur d'entrefer de 0.2 à 4mm pour une ouverture d'encoches fixe (figure 13),

- l'ouverture d'encoche de 4 à 16 mm pour une épaisseur d'entrefer fixe (figure 14)

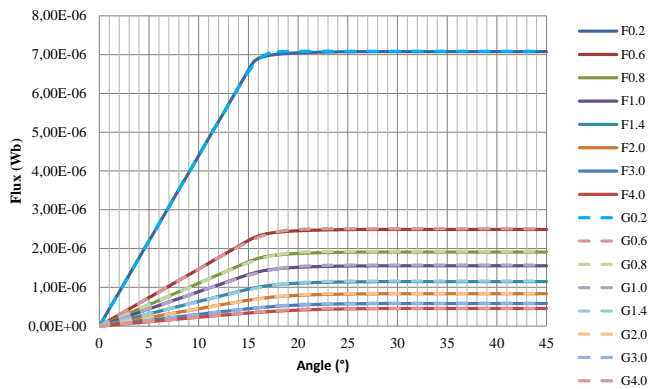


fig 13 : Allure du flux pour différentes épaisseurs d'entrefer et pour une ouverture d'encoche de 10mm (— flux, --- modèle analytique)

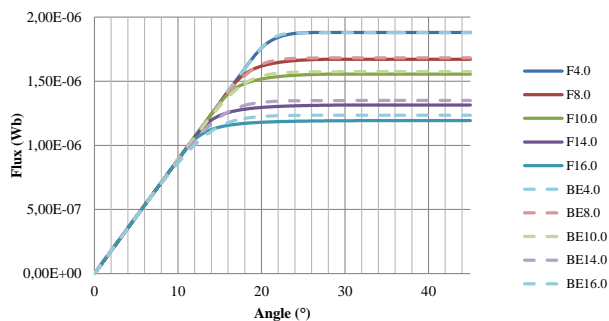


fig 14 : Allure du flux pour différentes ouvertures d'encoches et pour une épaisseur d'entrefer de 1mm (— flux, --- modèle analytique)

Le tableau 1 présente les erreurs maximales observées pour chacun des cas testés.

g\BE	4	8	10	14	16
0.2	0,55	0,91	1,13	1,68	2,09
0.6	0,50	1,33	1,73	2,74	3,42
0.8	-0,46	1,34	1,84	3,02	3,79
1.0	-0,69	-1,27	1,83	-3,16	4,02
1.4	-1,14	-1,27	-1,89	-3,68	-4,97
2.0	-2,49	1,93	-2,61	-4,00	-5,64
3.0	-	-2,89	-2,62	-4,15	-5,89
4.0	-	-5,34	-4,35	-4,49	-5,80

Tab 1 : Erreur maximale sur le flux pour différentes épaisseurs d'entrefer et différentes ouvertures d'encoches

Quel que soit le cas considéré, les erreurs n'excèdent jamais 6% et sont toujours maximales au niveau du coude, à l'intersection des tangentes de la figure 11. Il est important de préciser que les erreurs commises sont plutôt de l'ordre de 2% et atteignent 6% pour les épaisseurs d'entrefer ou/et les ouvertures d'encoches importantes.

Comparée à la modélisation par série de Fourier, cette approche par formulation de Fermi-Dirac :

- est simple à mettre en œuvre. L'expression du flux est en effet dépendante de trois paramètres seulement. La simulation par éléments finis n'est plus préalablement indispensable à la mise en équation des réductances d'entrefer,

- permet de rendre le modèle d'entrefer générique et donc facilement intégrable dans un processus d'optimisation puisqu'il est intégralement paramétré en fonction des dimensions de la machine étudiée.
- aboutit à une réductance constante sur un pas dentaire statorique. Les ondulations sur la valeur de la réductance globale n'apparaissent plus,
- diminue considérablement les temps de calculs, en particulier lorsque cette modélisation est utilisée par un logiciel d'optimisation.

Par conséquent et au vu de ces dernières remarques, la modélisation par formulation Fermi-Dirac semble la mieux adaptée si l'objectif final est d'établir un modèle global de la machine en vue d'une optimisation future.

4. ROTATION DES SOURCES

L'expression du flux, paramétrée en fonction de θ permet de connaître la valeur exacte de la réductance d'entrefer quelle que soit la position du rotor. Les interactions entre chacune des dents stator et chacune des zones rotor peuvent alors être définies. Il faut alors construire le modèle global d'entrefer de la machine.

4.1. Position du problème et solutions envisagées

Pour construire le modèle global d'entrefer, le rotor est discrétisé en zones Zr1 sur lesquelles le potentiel magnétique est constant.

Une première solution consiste à relier chacune des dents statoriques à toutes les zones rotor par une réductance comme présenté sur la figure 15 où seules les interactions des dents 1 et 5 sont partiellement représentées.

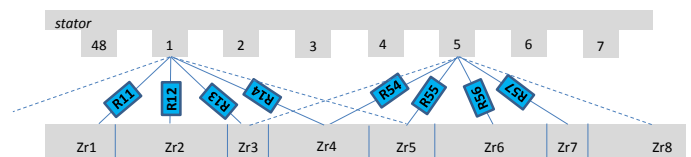


fig 15 : Modélisation entrefer par connexion « totale »

Le réseau reste identique quelle que soit la position du rotor, c'est-à-dire que la réductance R11 par exemple reste constamment connectée entre la dent 1 du stator et la zone Zr1 du rotor. Le mouvement de rotation est intrinsèquement pris en compte dans l'expression de la réductance puisqu'elle est définie comme une fonction de l'angle θ .

L'avantage premier de cette solution, réside dans la généralité du modèle puisque toutes les interactions sont prises en compte. Naturellement ceci se fait au détriment du nombre de réductances total du modèle. Le réseau établi sera, certes unique quelle que soit la position du rotor, mais comptabilisera $N_{ds} \times Z_{ri}$ réductances pour la seule définition de l'entrefer (où N_{ds} correspond au nombre de dents stator et Z_{ri} au nombre de zones rotor). A chaque position angulaire, un grand nombre de réductances sont inutiles puisqu'elles sont infinies. Il est abusif de considérer par exemple qu'une partie du flux issu de la dent 1 stator traversera la zone rotor qui lui est diamétralement opposée. Ce flux sera nul. Cette solution compliquée n'a par conséquent pas été testée.

L'analyse de ces défauts pousse à envisager une seconde solution dans laquelle seules les interactions effectives (ou jugées comme telles) sont prises en compte. La figure 14

présente l'exemple des interactions de la dent 1 statorique avec des zones rotor équipotentiellles.

On considère une position initiale (figure 16a) pour laquelle la totalité du flux de la dent 1 est modélisé par 3 réluctances reliées aux zones Zr1, Zr2 et Zr3.. On estime qu'aucun flux n'atteindra d'autres zones rotor.

Lorsque le rotor a tourné, par exemple, d'un demi pas dentaire statorique soit un angle $\beta_{ds} / 2$, l'interaction avec la zone Zr4 va devenir active et celle avec la zone Zr1 va tendre à être négligeable.

Lorsque le rotor a tourné d'un pas dentaire les connexions sont celles de la figure 16c.

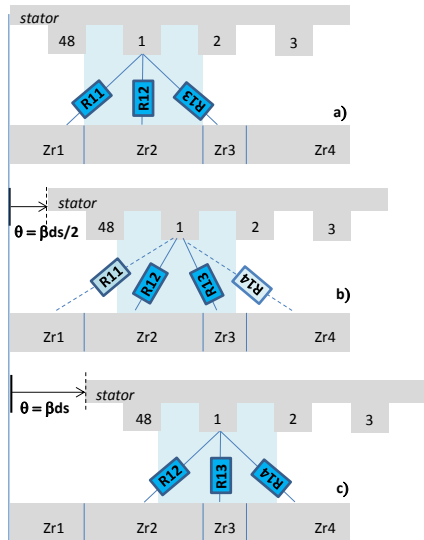


fig 16 : Modelisation entrefer par connexion « effective »

Pour créer une représentation minimale valable sur un déplacement d'un pas dentaire statorique, il faudra donc ajouter systématiquement une réluctance supplémentaire à la configuration initiale. Cette réluctance est ajoutée avec la dent voisine qui se rapproche lors du décalage positif de l'angle. La modélisation adoptée pour les phénomènes décrits sur la figure 16 est représentée sur la figure 17. La réluctance R14 est incluse dans le modèle dès la position initiale, même si dans cette configuration elle est négligeable et ceci pour assurer la validité d'un modèle unique sur tout le pas dentaire. Le modèle de la figure 17a est maintenant valable pour θ compris entre 0 et β_{ds} , celui de la figure 17b pour θ compris entre β_{ds} et $2\beta_{ds}$,...

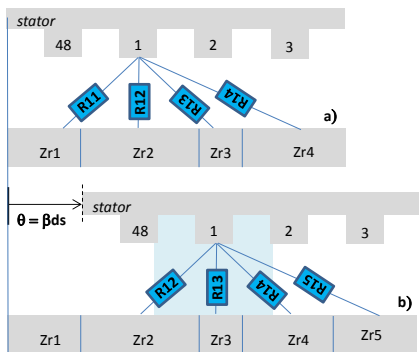


fig 17 : Evolution du flux par série de Fourier

La périodicité du phénomène décrit est donc d'un pas dentaire statorique. Il faudra par conséquent construire autant de réseaux réluctants qu'il n'y a de dents au stator.

Le raisonnement qui vient d'être mené et illustré pour la dent 1 stator doit évidemment être appliqué à chacune des dents. Les étapes du raisonnement sont rappelées sur la figure 18.

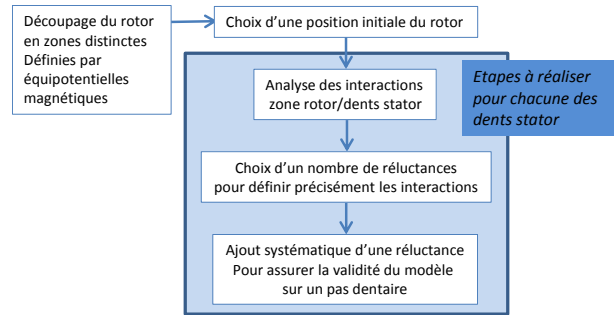


fig 18 : Analyse des interactions stator/rotor

Le caractère multi modèles de cette solution pousse à envisager une troisième solution qui émerge de l'observation de la position relative des sources lors de la mise en mouvement du rotor.

La figure 19 représente une configuration réelle de mise en mouvement du rotor sur un pas dentaire angulaire statorique. Entre sa position initiale (figure 19a haut) et sa position finale (figure 19a bas) on s'aperçoit que la position relative du rotor par rapport au stator est la même (dent stator face à zone rotor) et que seules les sources ont changé. Tout se passe finalement comme si les sources avaient tourné d'un pas dentaire angulaire statorique dans le sens inverse de la rotation du rotor.

La configuration modélisée exploite cette idée en supposant un rotor limité en rotation et en faisant tourner les sources au stator (figure 19b) dès que l'angle de rotation atteint un pas dentaire. A noter que l'angle θ revient à zéro au même instant. Il suit une allure en dents de scie lorsque le rotor tourne à vitesse constante. Les dents au stator changeront également virtuellement d'index.

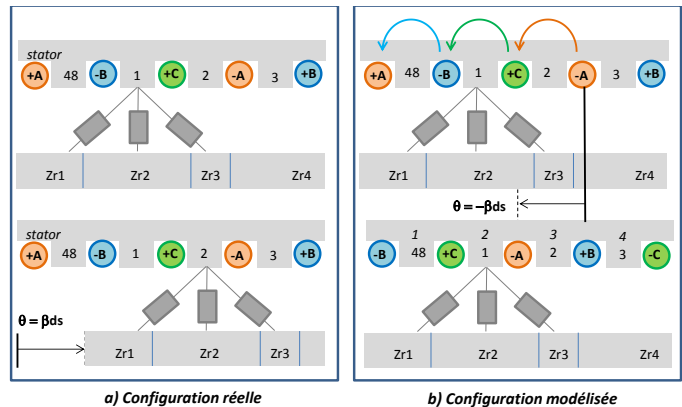


fig 19 : Schéma de principe pour la solution appelée « rotation sources »

Les réluctances d'entrefer restent évidemment dépendantes de la position θ du rotor par rapport au stator.

Cette solution de « rotation des sources » est suffisamment séduisante pour abandonner les deux premières et la gestion des problèmes liés au caractère multi-modèles qu'elles proposent. Cette seule solution a donc été mise en œuvre. La problématique décrite par la figure 18 du choix d'un « découpage » du rotor, du choix d'une position initiale et d'un nombre de réluctances minimum par zone reste vraie dans cette dernière solution.

4.2. Mise en œuvre de la solution « rotation des sources »

Pour mettre en œuvre cette solution il faut par conséquent effectuer une permutation des sources ainsi qu'une indexation des dents du stator.

Le bobinage considéré est à double couche (figure 1). Pour une dent statorique donnée, il est indispensable de définir la contribution de ces deux couches de façon distinctes, et ce dans le but de prendre en compte la « non symétrie » du bobinage. Pour un demi moteur, cela revient donc à exprimer 48 forces magnétomotrices (24 pour la couche inférieure de bobinage, 24 pour la couche supérieure). Ces expressions sont présentées sous forme matricielle sur la figure 20, Na, Nb et Nc représentant le nombre de spires de chacune des phases.

Bobinage couche inférieure				Bobinage couche supérieure			
F_{mm01}	2	-1	-2	F_{mm01s}	2	-2	-1
F_{mm02}	2	-2	-2	F_{mm02s}	2	-2	0
F_{mm03}	2	-2	-1	F_{mm03s}	2	-2	1
F_{mm04}	2	-2	0	F_{mm04s}	2	-2	2
F_{mm05}	2	-2	1	F_{mm05s}	1	-2	2
F_{mm06}	2	-2	2	F_{mm06s}	0	-2	2
F_{mm07}	1	-2	2	F_{mm07s}	-1	-2	2
F_{mm08}	0	-2	2	F_{mm08s}	-2	-2	2
F_{mm09}	-1	-2	2	F_{mm09s}	-2	-1	2
F_{mm10}	-2	-2	2	F_{mm10s}	-2	0	2
F_{mm11}	-2	-1	2	F_{mm11s}	-2	1	2
F_{mm12}	-2	0	2	F_{mm12s}	-2	2	2
F_{mm13}	-2	1	2	F_{mm13s}	-2	2	1
F_{mm14}	-2	2	2	F_{mm14s}	-2	2	0
F_{mm15}	-2	2	1	F_{mm15s}	-2	2	-1
F_{mm16}	-2	2	0	F_{mm16s}	-2	2	-2
F_{mm17}	-2	2	-1	F_{mm17s}	-1	2	-2
F_{mm18}	-2	2	-2	F_{mm18s}	0	2	-2
F_{mm19}	-1	2	-2	F_{mm19s}	1	2	-2
F_{mm20}	0	2	-2	F_{mm20s}	2	2	-2
F_{mm21}	1	2	-2	F_{mm21s}	2	1	-2
F_{mm22}	2	2	-2	F_{mm22s}	2	0	-2
F_{mm23}	2	1	-2	F_{mm23s}	2	-1	-2
F_{mm24}	2	0	-2	F_{mm24s}	2	-2	-2

$(\begin{matrix} Na. Ia \\ Nb. Ib \\ Nc. Ic \end{matrix})$	$(\begin{matrix} Na. Ia \\ Nb. Ib \\ Nc. Ic \end{matrix})$
--	--

fig 20 : Représentation matricielle des FMM

En reprenant le cas simple traité par la figure 19, on s'aperçoit qu'après « rotation des sources » (figure 21b) la dent 1 statorique par exemple, verra le flux que voyait la dent 2 avant cette rotation (figure 21a).

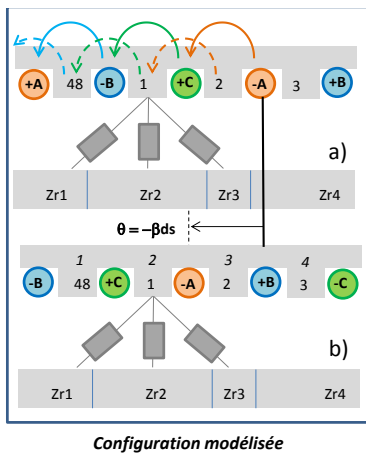


fig 21: Principe de rotation des sources

Au niveau des expressions des forces magnétomotrices cela revient à réaliser une permutation circulaire des lignes des matrices. Cette permutation a lieu à chaque pas dentaire angulaire statorique de telle sorte que quand le rotor aura effectué un tour complet, le système matriciel soit celui du départ.

La figure 22 illustre ce principe pour la couche inférieure du bobinage. Il est évident que la manipulation est rigoureusement la même pour les sources supérieures.

Bobinage couche inférieure (initial)				Bobinage couche inférieure après une rotation des sources			
F_{mm01}	2	-1	-2	F_{mm01}	2	-2	-2
F_{mm02}	2	-2	-2	F_{mm02}	2	-2	-1
F_{mm03}	2	-2	-1	F_{mm03}	2	-2	0
F_{mm04}	2	-2	0	F_{mm04}	2	-2	1
F_{mm05}	2	-2	1	F_{mm05}	2	-2	2
F_{mm06}	2	-2	2	F_{mm06}	1	-2	2
F_{mm07}	1	-2	2	F_{mm07}	0	-2	2
F_{mm08}	0	-2	2	F_{mm08}	-1	-2	2
F_{mm09}	-1	-2	2	F_{mm09}	-2	-2	2
F_{mm10}	-2	-2	2	F_{mm10}	-2	-1	2
F_{mm11}	-2	-1	2	F_{mm11}	-2	0	2
F_{mm12}	-2	0	2	F_{mm12}	-2	1	2
F_{mm13}	-2	1	2	F_{mm13}	-2	2	2
F_{mm14}	-2	2	2	F_{mm14}	-2	2	1
F_{mm15}	-2	2	1	F_{mm15}	-2	2	0
F_{mm16}	-2	2	0	F_{mm16}	-2	2	-1
F_{mm17}	-2	2	-1	F_{mm17}	-2	2	-2
F_{mm18}	-2	2	-2	F_{mm18}	-1	2	-2
F_{mm19}	-1	2	-2	F_{mm19}	0	2	-2
F_{mm20}	0	2	-2	F_{mm20}	1	2	-2
F_{mm21}	1	2	-2	F_{mm21}	2	2	-2
F_{mm22}	2	2	-2	F_{mm22}	2	1	-2
F_{mm23}	2	1	-2	F_{mm23}	2	0	-2
F_{mm24}	2	0	-2	F_{mm24}	2	-1	-2

fig 22: Permutation circulaire des FMM

Il n'est pas suffisant d'effectuer un déplacement des sources en entrée du modèle; il faut également veiller à ce que le flux dans les bobines soit correctement calculé, étant donné que les flux de phase sont calculés à partir des flux des réluctances.

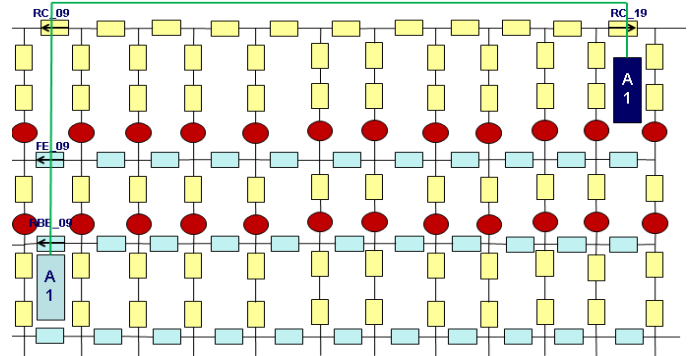


fig 23: Schéma du flux vu par la bobine A1

$$\lambda_{A1} = \text{flux_RC}_{19} - \text{flux_RC}_{09} - \text{flux_FE}_{09} - \text{flux_RBE}_{09} \quad (\text{eq 8})$$

En utilisant l'équation 8 nous arrivons à calculer le flux englobé par la bobine A1. Cette méthode est utilisée pour toutes les autres bobines du moteur.

Une fois effectué le déplacement des sources à l'entrée du modèle, les éléments de sortie intervenant dans le calcul du flux de phase doivent aussi être modifiés. L'exemple suivant montre le calcul de flux dans une des bobines de la phase A lors d'une première rotation des sources.

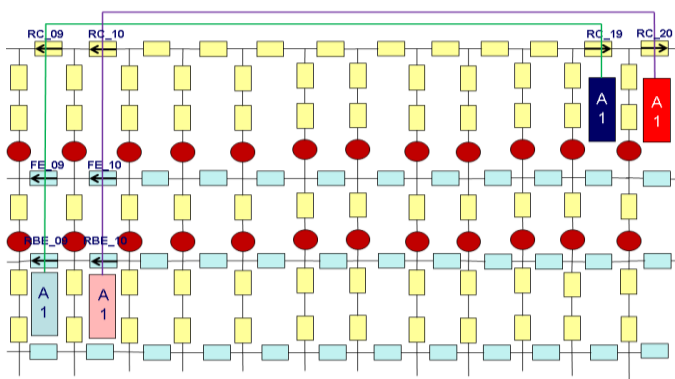


fig 24: Schéma du flux vu par la bobine A1 après rotation des sources

$$\lambda_{A1} = \text{flux_RC}_{20} - \text{flux_RC}_{10} - \text{flux_FE}_{10} - \text{flux_RBE}_{10} \quad (\text{eq9})$$

Tout se passe comme s'il y avait un déplacement physique de la bobine dans le circuit. Ce déplacement est fait virtuellement, en incrémentant les indices des flux, afin de pouvoir conserver le même réseau de réluctances et simplifier le modèle.

5. ALLURE DU COUPLE

Les réluctances d'entrefer sont à présent paramétrées en fonction de la position angulaire θ du rotor à partir de l'allure du flux, la modélisation du mouvement est prise en compte par rotation des sources. Il reste à tester le modèle global. Le couple théorique est calculé par dérivation de la co énergie et comparé par rapport au couple estimé par Flux2D.

La figure 25 propose une comparaison entre les éléments finis et le couple théorique issu du modèle d'entrefer par série de Fourier. La figure 26 présente le couple théorique issu du modèle de réluctance calculé par la formulation de Fermi Dirac et le compara au couple Flux2D.

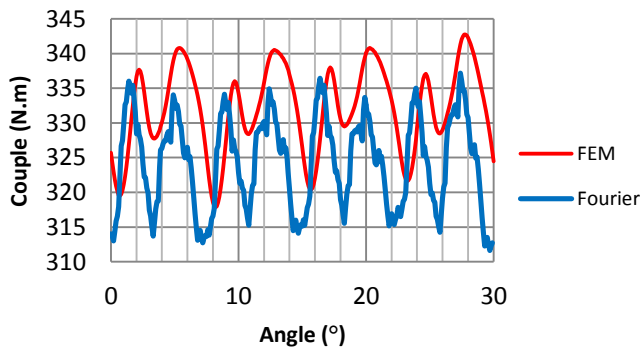


fig 25: Allure du couple calculé par EF et par série de Fourier

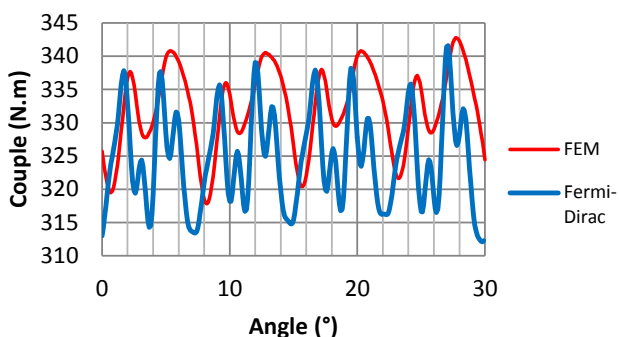


fig 26: Allure du couple calculé par EF et par Fermi-Dirac

Quelle que soit la modélisation considérée les allures de couple sont proches des résultats des éléments finis. Les différences sur les valeurs moyennes de couple ne sont pas significatives. Les deux solutions donnent des résultats similaires avec une réponse dynamique du couple similaire à celle des éléments finis. Ces deux courbes permettent de valider la méthode de prise en compte du mouvement.

6. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons présenté deux méthodes pour prendre en compte le mouvement dans un réseau réluctant. Ces deux méthodes sont basées sur une analyse numérique du potentiel vecteur dans l'entrefer. Dans une première approche celui-ci est simplement modélisé par une série de Fourier tandis que dans la seconde approche il est représenté par une fonction mathématique. La modélisation par la formulation de Fermi Dirac prend tout son sens lorsque l'étude de la machine s'inscrit dans une démarche d'optimisation. Dans ce cas il est en effet nécessaire que le modèle soit paramétré et l'approche par série de Fourier avec coefficients fixes n'est pas utilisable. La rotation des sources permet d'avoir un modèle réluctant unique quelle que soit la position relative du rotor par rapport au stator.

- [1] G. Bueno Mariani, A. Besri, N. Voyer, C. Chillet, M. Fassenet, L. Garbuio, « Synchronous Reluctance Motor Multi-Static MEC Model » IECON 2015 Yokohama, Japan, November 9-12, 2015.
- [2] G. Bueno Mariani, « Machines synchrones à réluctance – Modèles équivalents à réseau de réluctances pour la simulation et l'optimisation » Thèse, Université Grenoble Alpes, mars 2016.
- [3] V.Ostovic, « Dynamics of saturated Electric Machines », New-York, Springer-Verlag, 1989.
- [4] C.Chillet J.Y Voyant, "Design-Oriented Analytical study of a linear electromagnetic actuator by means of a reluctance network", IEEE Trans. Magn., vol 37, no 4, pp. 3004-3011, Jul 2001.
- [5] K.Shima, K.Ide, M. Takahashi, and K.Oda, "Steady-State magnetic circuit analysis of salient-pole synchronous machines considering cross magnetization", IEEE Trans. Energy Convers., vol 18, no 2, pp. 213-218, Jun 2003.
- [6] A.Di Gerlando, R.Perini, I.Vistoli, "A field-Circuit approach to the design oriented evaluation of the no-load voltage harmonics of salient pole synchronous generators", in Proc. IEEE Electr.Mach.Drives Conf., Sept 1995, pp 390-394.
- [7] M.H.Hassan, G.Kreps, C.Marchand, "A simplified time stepping nonlinear mesh based reluctance network for machine design", Electric Machines and Drives Conference, IEMDC, 2013, pp 878- 884.
- [8] R.Benlamine, « Etude et réalisation d'une machine électrique à forte densité de couple et fort rapport de sur-couple pour des applications de traction automobile, Université de Franche Comté.
- [9] M.L.Bash, J.M.Williams, S.D.Pekarek, « Incorporating Motion in mesh-Based Magnetic Equivalent Circuits », IEEE Trans. Energy Convers., vol 25, no 2, pp. 329-338, Jun 2010.
- [10] R.Wang, S.Pekarek, L.Blash, A.Larson, R.Van Maaren, "Incorporating Dynamics in a mesh-Based Magnetic Equivalent Circuit Model of Synchronous Machines, IEEE Trans. Energy Convers., vol 30, no 3, pp. 821-832, Sep 2015.
- [11] D.Elloumi, A.Ibala, R.Rebhi and A.Masmoudi, "Lumped Circuit accounting for the rotor Motion dedicated to the investigation of the time-varying features of clawpole topologies", IEEE Trans. Magn., vol 51, no 5, May 2015.
- [12] T.Raminosoa, I. Rasoanarivo, F.Meibody-Tabar, F.M.Sargos, "Time stepping simulation of synchronous reluctance motors using a nonlinear reluctance network method", IEEE Trans. Magn., vol 44, no 12, pp. 4618-4625, dec 2012.
- [13] H.Gorginpour, H.Oraee, R.A.McMahon, "A Novel Approach for Design Studies of Brushless Doubly Fed Induction Generator Based on Magnetic Equivalent Circuit", IEEE Trans. Energy Convers., vol 28, no 4, pp. 902-912, Dec 2013.